

## SPREAD SPECTRUM RECEIVER

Patent number: JP7202756  
 Publication date: 1993-08-04  
 Inventor: SUMI TOMOYA; others: 01  
 Applicant: NEC CORP  
 Classification:  
 - International: H04B1/707; H04B1/76; H04B7/29; H04L7/00  
 - European:  
 Application number: JP19930354553 19931230  
 Priority number(s):

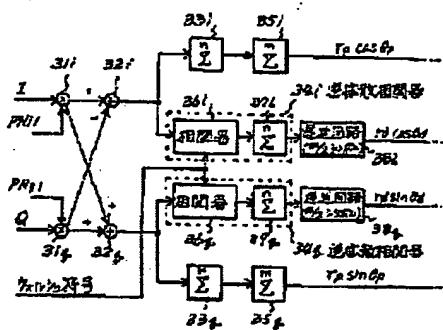
Also published as:  
 EP0551829 (A2)  
 US5548613 (A1)  
 EP0661829 (A3)  
 EP0661829 (B1)  
 CA2139259 (C)

[Report a data error here](#)

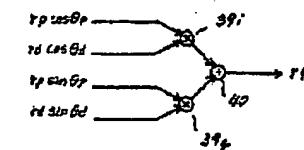
## Abstract of JP7202756

PURPOSE: To enhance the data demodulation accuracy in the spread spectrum receiver.  
 CONSTITUTION: A pilot signal and a data signal subject to spread spectrum modulation are inversely spread respectively to integrate an in-phase component and a quadrature component of the pilot signal over plural symbol periods and the data signal is delayed by nearly a half the plural symbol periods respectively. The both signals are subject to complex arithmetic operation to rotate the received signal around a reference axis in terms of a vector and a demodulated output  $r_1$  is applied weighting to the received signal is obtained by a demodulator, then the pilot signal reducing the effect of the noise is utilized to obtain high demodulation accuracy.

(A)



(B)



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-202756

(43)公開日 平成7年(1995)8月4日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 B 1/707				
1/76		4229-5K		
7/26				
			H 04 J 13/ 00	D
		7605-5K	H 04 B 7/ 26	C
			審査請求 有 請求項の数 2 FD (全 7 頁) 最終頁に続く	

(21)出願番号

特願平5-354553

(22)出願日

平成5年(1993)12月30日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 角 朋也

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株  
式会社内

(72)発明者 ショーン オリーガン

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株  
式会社内

(74)代理人 弁理士 鈴木 章夫

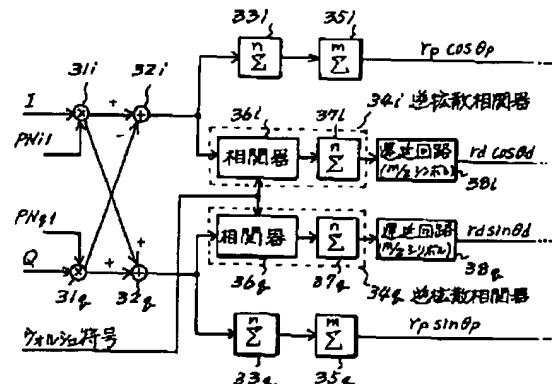
(54)【発明の名称】スペクトラム拡散受信機

(57)【要約】

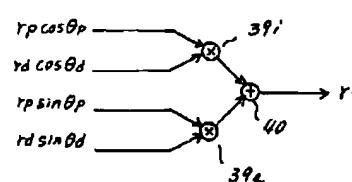
【目的】スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号のそれぞれを逆拡散し、パイロット信号の同相成分、直交成分をそれぞれ成分ごとに複数シンボル期間にわたって積算させる一方、データ信号は各成分ごとに前記複数シンボル期間のほぼ1/2だけ遅延させ、続いて両信号を複素演算を行うことによって、受信した信号を基準とする軸にベクトル回転させ、かつ受信信号の重みづけを行うような復調出力を得る復調器を備えることで、ノイズの影響を希釈したパイロット信号を活用して高い復調精度が得られる。

【構成】スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号のそれぞれを逆拡散し、パイロット信号の同相成分、直交成分をそれぞれ成分ごとに複数シンボル期間にわたって積算させる一方、データ信号は各成分ごとに前記複数シンボル期間のほぼ1/2だけ遅延させ、続いて両信号を複素演算を行うことによって、受信した信号を基準とする軸にベクトル回転させ、かつ受信信号の重みづけを行うような復調出力を得る復調器を備えることで、ノイズの影響を希釈したパイロット信号を活用して高い復調精度が得られる。

(a)



(b)



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号を受信し、該パイロット信号の逆拡散により検出された同期位相に基づいて前記データ信号を逆拡散復調する復調器を備えるスペクトラム拡散受信機において、前記復調器は、データ信号及びパイロット信号をそれぞれ逆拡散する手段と、信号の同相成分および直交成分ごとにパイロット信号を複数シンボル期間にわたって積算する手段と、データ信号を各成分ごとに前記複数シンボル期間のほぼ $1/2$ だけ遅延させる手段と、前記両信号を複素演算し、データ信号を複数シンボル期間積算したパイロット信号を用いて基準軸上にベクトル回転させ、かつ重みづけを施して復調出力を得る手段とを備えた復調回路を有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機。

【請求項2】復調器は、パイロット信号のスライディング相関等を用いることにより電力順位に従って指定される互いに異なる複数の同期位相で逆拡散復調を行うそれぞれ独立に作動する複数の請求項1の復調回路と、これら復調回路の出力を位相合わせしたのち適宜比で複合して出力するレーク出力複合手段とを備える請求項1のスペクトラム拡散受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は同期捕捉用パイロット信号の復調出力をもってデータ信号の復調出力を補正し、より正確なデータ復調を可能にしたスペクトラム拡散(Spread Spectrum)受信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術】割り当てられた周波数帯を利用して多数の局が相互に通信する場合のマルチプルアクセス(多元接続)方式には、FDMA(周波数分割多重方式)やTDMA(時分割多重方式)やCDMA(符号分割多重方式)など様々な通信方式が提案されている。これらの多くは、サービス地域を細かく分割したセルに基地局を配置して、加入者機器はこの基地局を介して他の加入者機器と通信する。なかでもバースト同期を必要としないCDMA方式は、加入者を多く抱える通信システムに適しており、干渉や妨害にも強いなどの利点があり注目を浴びている。

【0003】スペクトラム拡散通信方式を用いたCDMA方式では、各利用者に異なる拡散符号系列を割り当て、それを用いて拡散変調を行うマルチプルアクセス方式である。したがって1つのセル内において同一周波数を複数の利用者が用いることが出来る。周知のごとく、スペクトラム拡散通信方式は、受信信号を逆拡散により復調する上で送信側で使用した拡散符号に同期した拡散符号を用いることが前提であり、例えばマルチバス等に起因する伝搬路遅延の変化等の影響を受け拡散符号の位相が1チップを越えてずれるような場合は、正確な

10

2

データ復調は困難になるため、送信側と受信側の拡散符号系列の位相差を要求される充分に小さな値(通常 $1/2$ チップ以下)まで追い込む同期捕捉(初期同期)と、一旦捕捉された同期位置を雑音や変調の影響で見失わないように常に要求されるチップ精度に保つ同期追跡(同期保持)の技術が不可欠である。

【0004】1993年7月に北米において標準化されたCDMA方式セルラ電話システム(TIA IS-95)では、こうした同期捕捉或いは同期追跡を容易にするため、データ信号にパイロット信号を重畳して基地局から移動局に送信する方式を採用しており、移動局側の受信態勢を確立するため、例えば受信パイロット信号に対しPN系列拡散符号の位相をいわば総当たり方式で順々に調べ、送信側と受信側の拡散符号系列の位相差を充分に小さな値に追い込むスライディング相関方式など、様々な同期捕捉追跡技術が開発の途上にある。

20

【0005】図4は従来のスペクトラム拡散送信機(以下、SS送信機)とスペクトラム拡散受信機(以下、SS受信機)を示すブロック図であり、SS送信機1は、情報変調器2において情報変調されたデータ信号を拡散変調器3に送り込み、通信対象移動局に拡散符号、および使用するチャネルを識別するウォルシュ(直交)符号を乗算し、拡散符号発生器4が発生する同サービス地域に共通する拡散符号PNi, PNqを並列乗算して拡散変調する。また、これと並行してパイロット信号を上記と同じ拡散符号PNi, PNqをそのまま拡散変調する。こうして拡散変調されたデータ信号とパイロット信号は、同相成分Iと直交成分Q同士が加算された後、次段の直交変調器5に供給されて直交変調され、RF増幅したのち送信アンテナ6から放射される。なお、パイロット信号は一切情報変調がなされておらず、信号自体は拡散符号PNi, PNqそのものとなる。

30

【0006】一方、受信アンテナ7にて送信電波を受信したSS受信機8は、まず直交復調器9においてRF信号を直交復調し、復調された同相成分Iと直交成分QをAD変換器10に送り込む。AD変換器10には、逆拡散復調器11と同期捕捉追跡器12が並列接続されており、まず初期同期確立のためAD変換器10の出力に含まれるパイロット信号から同期位相が抽出される。すなわち、同期捕捉追跡器12が、送信側と同じ拡散符号PNi, PNqを一定のウインドウ周期でモニタして位相を切り替えながらAD変換器10の出力に乘算する。そして、スライディング相関による逆拡散復調から得られる最大の相関値を与えるパイロット信号の位相を探し出し、それを同期位相に定め、初期同期を確立する。

40

一方、AD変換器10の出力に含まれるデータ信号は、同期捕捉追跡器12によって捕捉された同期位相に従って逆拡散復調器11内で拡散符号PNi, PNqを乗算され、さらに固有のウォルシュ符号を乗算されて逆拡散復調される。こうして、逆拡散復調されたデータ信号は、

最後に情報復調器13にて情報復調されて出力される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】一般に、陸上移動体通信における通信路の伝搬特性は、周囲の建物や地形による反射波や散乱波により多重伝搬路の特性を示す。したがって、移動局には伝搬経路が異なる多数の波が到来し、互いに干渉して複雑な定在波を生ずる。ただし、そのさいに移動局受信波の包絡線と位相はランダムに変動し、激しいフェージングとなって現れる。こうした場合の電界強度分布は、レイリー(Rayleigh)分布で近似され、一般にレイリーフェージングと呼ばれる。図5は通信路に寄生するレイリーフェージング特性の一例を示す図である。

【0008】例えば、速度vの移動局に対し波長入の波が進行方向に角度θで到来したときに、ドップラー効果によって $v \cos \theta / \lambda$ なる周波数偏移が発生し、そのときのフェージングの最大周波数は $f_d = v / \lambda$ で表される。すなわち、例えば時速40kmで走行している送信周波数が900MHzの移動局の場合、 $f_d = 33\text{Hz}$ となる。また、建物の反射等による多数の到来波はそれぞれ伝搬路長が異なるため、伝搬遅延時間差のある波が干渉して周波数選択性フェージングを招くなど、移動体を取り巻く通信環境には厳しいものがある。

【0009】図4に示した従来のSS受信機8では、同期捕捉に用いるパイロット信号をデータ復調に有効活用しておらず、また仮にパイロット信号によりデータ信号を重み付けしようにも、前述したフェージングによってランダムに包絡線と位相が変動し、さらに通信路上で付加される雑音等によって乱されたデータ信号を、同じように乱されたパイロット信号でもって重み付けすれば余計に影響を受けてしまうなど、パイロット信号をデータ復調精度の向上に有効利用し得なかった。また、従来のSS受信機8は、スライディング相関等の方法を用いて得られた最大の相関値を与える位相の拡散符号だけを用いて一義的にデータ信号を復調していたため、マルチバスの影響で希望する信号波の乱される度合いが時間とともに勢力を変えつつ受信される環境下にあっては、その時に応じて希望する波だけを復調することは困難で、実際には通信路で乱された信号波を復調する事となる。本発明の目的は、同期捕捉に用いるパイロット信号をデータ信号の復調に充分に活用し、データ復調精度を高めることにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明のSS受信機は、スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号のそれぞれを逆拡散する手段と、パイロット信号の同相成分、直交成分をそれぞれ成分ごとに複数シンボル期間にわたって積算させる手段と、データ信号を各成分ごとに前記複数シンボル期間のほぼ1/2だけ遅延させる手段と、両信号を複素演算を行うことによって、受信

した信号を基準とする軸にベクトル回転させ、かつ受信信号の重みづけを行う手段とを備えて復調出力を得る復調回路を備える。ここで、復調器は、パイロット信号のスライディング相関により電力順位に従って指定される互いに異なる複数の同期位相で逆拡散復調をそれぞれ独立に作動する複数の前記した復調回路と、これらの復調回路の出力を位相合わせしたのち適宜比で複合して出力するレーク出力複合手段とを備える。

【0011】

【作用】本発明は、スペクトラム拡散変調されたパイロット信号及びデータ信号を受信し、該パイロット信号の逆拡散により検出された同期位相に基づいて前記データ信号を逆拡散復調する上で、前記データ信号及びパイロット信号をそれぞれ逆拡散し、同相成分、直交成分のそれぞれにパイロット信号は複数シンボル期間に亘って積算させる一方、データ信号は各成分ごとに前記複数シンボル期間のほぼ1/2だけ遅延させ、続いて両信号の複素演算を行うことによって受信した信号を、基準とする軸にベクトル回転させ、かつ受信信号の重みづけを行うような復調出力により復調精度を高める。

【0012】

【実施例】次に、本発明について図面を参照して説明する。図1は本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図であり、SS受信機21は、基地局から送信される電波を捕捉、復調する移動局のためのものであり、受信アンテナ22に接続された直交復調器23と、直交復調器23の出力をAD変換するAD変換器24と、AD変換器24に並列接続したレーク復調器25及び同期捕捉追跡器26と、レーク復調器25に接続した情報復調器27と、ウォルシュ符号を発生するウォルシュ符号発生器28とから構成される。

【0013】前記レーク復調器25は、同期復調された復調出力のうち電力順位で上位3出力を重み付け加算して出力するものであり、復調時の同期位相が異なる3つの復調回路R1, R2, R3による復調出力をレーク出力合成回路29にて同期させた後、加算して出力する。なお、復調回路R1, R2, R3のように復調器を3つ用いたのは、マルチバスの影響で生ずる遅延伝搬路を含め伝搬路を3路まで考慮すれば実用上十分であるとの認識に基づくものであり、実際に使用する復調回路R1～R3は特別に個数限定する必要はない。また、前記同期捕捉追跡器26は、初期同期と同期保持を行うものであり、AD変換器24から同相成分Iと逆相成分Qとして与えられる信号に対して乗算する拡散符号の位相を順次切り替え、逆拡散によって得られる相関値のうち、電力順位3位までを与える同期位相をもった拡散符号が、前述のレーク復調器25内の3つの復調回路R1, R2, R3にそれぞれ与えられ、データ信号の逆拡散復調に用いられる。

【0014】前記復調回路R1, R2, R3は、それぞ

れ同期位相を前述の同期捕捉追跡器26で指定された3組の拡散符号PNi1, PNq1, PNi2, PNq2, PNi3, PNq3、およびウォルシュ符号発生器28が発生するウォルシュ符号とによりデータ信号の逆拡散復調を行う。各復調回路R1, R2, R3の逆拡散復調出力r1, r2, r3は、レーク出力合成回路29において位相が合わせられた後、加算して複合レーク出力rを得る。複合レーク出力rは、次段の情報復調器27にて情報復調され、これにより受信データの復調は完了する。

【0015】ところで、レーク復調器25内の3つの復調回路R1, R2, R3は、同期捕捉追跡器26から供給される拡散符号PNi1, PNq1の位相がそれぞれ異なるほかは、同じ信号処理を施す構成であり、ここでは図2(a)にその回路構成を代表して示す復調回路R1について説明する。復調回路R1は、パイロット信号処理系とデータ信号処理系からなり、両処理系の同相成分、直交成分出力を乗算、加算して復調出力r1とする。まず、AD変換器24から出力される受信信号に、掛算器31i, 31qにおいて拡散符号PNi1, PNq1の複素共役を掛け合わせることによって逆拡散処理を行い、かつ各成分を加算器32i, 32qにおいて加算することによって同相成分Ids、直交成分Qdsを出力する。実際の逆拡散処理後のIds, Qdsは、次式となる。

$$I_{ds} = I \times PNi_1 + Q \times PNq_1$$

$$Q_{ds} = I \times PNq_1 - Q \times PNi_1$$

【0016】基地局送信側においてパイロット信号は情報を持たない信号、すなわち全零情報系列(若しくは、全1情報系列)に上記拡散符号PNi1, PNq1で拡散変調しさにウォルシュ全零符号を用いて直交変調されている。したがって、上記逆拡散処理後の同相成分出力Idsおよび直交成分出力Qdsは受信信号のパイロット信号成分を逆拡散したものとなる。データ信号は送信側においてウォルシュ符号(全零符号でないもの)による拡散処理をさらに施してあるため、受信機においてもさらにウォルシュ符号に関する逆拡散処理を施さなければならない。このため拡散符号PNi1, PNq1による逆拡散処理が行われた同相成分出力Idsおよび直交成分出力Qdsは、パイロット信号処理系における同相成分に関する積算器33i、直交成分に関する積算器33q、およびデータ信号処理系におけるウォルシュ符号逆拡散処理を行う同相成分に関する逆拡散相関器34i、直交成分に関する逆拡散相関器34qにそれぞれ供給される。

【0017】パイロット信号処理系では、上記逆拡散処理後、同相成分、直交成分それぞれに積算器33i、積

$$\begin{aligned} r1 &= Re [(r_p \cos \theta_p - j r_p \sin \theta_p) (r_d \cos \theta_d \\ &\quad + j r_d \sin \theta_d)] \\ &= Re [r_p r_d (\cos \theta_p \cos \theta_d + \sin \theta_p \sin \theta_d)] \end{aligned}$$

算器33qにて1シンボル(nチップからなる)期間だけ積算され、さらにできるだけ長期間の積算により突発性のノイズの影響を排除するため、それぞれ積算器33i, 33qに続く積算器35i, 35qにてmシンボル分だけの積算が行われる。積算器35iからは、受信した信号のパイロット信号に関する余弦r, cos θ, が outputされ、積算器35qからは、受信した信号のパイロット信号に関する正弦r, sin θ, が outputされる。ここで、r, (0 < r, < ∞) は信号の振幅成分を表し、θ, は信号の角度成分 (-π < θ, < π) を表す。すなわち、積算器33iと35i、および33qと35qは、それぞれ受信した信号のパイロット信号に関する余弦r, cos θ, 、正弦r, sin θ, を抽出するためのフィルタとして機能する。

【0018】一方、データ信号処理系では、上記逆拡散処理後、同相成分、直交成分それぞれに逆拡散相関器34i, 34q内にある相関器(乗算器)36i, 36qにてウォルシュ符号をそれぞれ乗算し、ウォルシュ符号に関する逆拡散がなされる。ウォルシュ符号に関する逆拡散をなされたデータ信号は、それぞれ続く積算器37i, 37qにおいて1シンボル(nチップからなる)期間に亘る積算完了時点で積算値をクリアされて、次のシンボルに関する積算を開始するという動作が行われる。したがって、積算器37i, 37qからは1シンボルnチップ分の逆拡散相関出力(シンボル情報)が同相成分、直交成分それぞれに得られる。逆拡散相関器34i, 34qの出力は、後述するごとくパイロット信号によりベクトル回転させる前にパイロット信号の積算区間の中央に位相合わせするため、続く遅延回路38i, 38qにおいてm/2シンボル期間だけ遅延される。受信信号の同相成分の遅延回路38i、直交成分の遅延回路38qの出力はそれぞれr\_d cos θ\_d, r\_d sin θ\_dとなる。ここで、r\_d はデータ信号の振幅成分、θ\_d は角度成分をそれぞれ表す。

【0019】受信した信号のデータ信号とパイロット信号をI-Q複素平面上で表現すると、図3に示した関係となる。複素ベクトルで表されるデータ信号(r\_d cos θ\_d, r\_d sin θ\_d)と、パイロット信号(r\_p cos θ\_p, r\_p sin θ\_p)の間には角度差△θがあるが、角度差△θはパイロット信号のI軸からの角度θ\_p、およびパイロット信号の角度θ\_dに比べ無視することが出来るほど充分小さな値である。ここで、データ信号をパイロット信号のベクトル角度成分θ\_dだけ回転させ基準軸とするI軸上に投影させ、スカラー量からなる復調出力r1に変換するため、データ信号にパイロット信号の複素共役を掛け合わせる。

【0020】すなわち復調出力r1は、

7

$$\begin{aligned}
 & + j r_p r_d (\cos \theta_p \sin \theta_d - \sin \theta_p \cos \theta_d) \\
 & = R e [r_p r_d (\cos \theta_p \cos \theta_d + \sin \theta_p \sin \theta_d)] \\
 & = r_p r_d (\cos \theta_p \cos \theta_d + \sin \theta_p \sin \theta_d)
 \end{aligned}$$

となる。なお、式中において  $j$  は複素成分を表す。

【0021】式の導出過程、および導出結果の右辺を構成する項より、復調出力  $r_1$  は図2(b)に示すように、掛算器39i, 39qと加算器40を用いて、データ信号にパイロット信号の複素共役を掛け合わせることによって受信した信号を I 軸上にベクトル回転させ、さらに同時にパイロット信号振幅とデータ信号振幅の積で重みづけを行ったものであることが分かる。この実施例においては信号の重みづけにパイロット信号の振幅とデータ信号の振幅の積でもって重みづけを行っているが、その他パイロット信号電力のみを用いた重みづけ、データ信号電力のみを用いた重みづけなど色々考えることが出来る。

【0022】こうして、復調回路 R 1 からは、受信した信号をパイロット信号の振幅とデータ信号の振幅の積によって重み付けされてしまも共通基準軸として I 軸上に回転させられた復調出力  $r_1$  として 1 シンボルごとに出力される。また、復調回路 R 1 と同じステップに従って逆拡散復調を行う他の復調回路 R 2, R 3 の出力  $r_2, r_3$  も、同様に算術加算可能な実数バイナリビットとして出力される。ただし、同期位相が異なる復調回路 R 1, R 2, R 3 の出力は同期位相の差だけ位相差を有するため、3つの復調回路 R 1, R 2, R 3 の出力  $r_1, r_2, r_3$  は続くレーク出力合成回路 29 にて位相合わせされ、加算されレーク復調器出力  $r$ 、

$$r = r_1 + r_2 + r_3$$

として複合し、情報復調器 27 に出力する。

【0023】このように、上記 SS 受信機 21 は、データ信号及びパイロット信号をそれぞれ逆拡散し、パイロット信号に関しては得られる信号の同相成分、直交成分を成分ごとに m シンボル期間に亘って積算させて、一方データ処理系でウォルシュ逆拡散処理を施し遅延回路によって m/2 シンボル期間の遅延したデータ信号と複素演算処理を行うことによって、受信した信号を共通基準軸として I 軸上へベクトル回転させ、かつデータ信号の振幅とノイズの影響を希釈したパイロット信号の振幅の積を活用してデータ信号の復調精度を高めることができる。

【0024】すなわち、SS 受信機 21 によれば、データ信号とパイロット信号が伝搬過程でデータ信号と同様に受けるマルチバスやレイリーフェーディングの影響によって生ずる復調軸のずれを、データ信号のごとく情報内容によって時間変化する信号ではなく、一切情報変調されていないために伝搬ノイズの影響がより鮮明なパイロット信号について、逆拡散後に複数シンボル期間にわたって積算することで突発的要素を排除しつつ平均的又は大局部的に検出することができ、また複数シンボル期間にわたって積算した被逆拡散パイロット信号に対して、被逆拡散データ信号は該複数シンボル期間のほぼ 1/2 だけ遅延して乗算するため、パイロット信号を通じた比較的長期にわたるノイズ観測結果を、最も有効な観測期間の中点でデータ信号の復調に活かすことができ、これにより例えば伝搬ノイズによって復調軸が大きくずれるような場合は、平均化によりノイズの影響を軽減されたパイロット信号がノイズの多いデータ信号に対する重み付けを低下させることで、データ復調出力からノイズの影響を良好に排除することができ、パイロット信号を同期捕捉又は同期追跡の外にデータ復調に最大限有効活用することができる。

10

20

【0025】また、レーク復調器 25 は、パイロット信号のスライディング相関により電力順位に従って指定される互いに異なる同期位相で逆拡散復調を行う複数の復調回路 R 1, R 2, R 3 と、これら複数の復調回路 R 1, R 2, R 3 の出力  $r_1, r_2, r_3$  を位相合わせしたのち適宜比で複合して出力するレーク出力複合手段としてレーク出力合成回路 29 を設けて構成したので、スライディング相関によって得られた相関値の中から最大の相関値を与える位相の拡散符号だけを用いて一義的にデータ信号を復調する従来の SS 受信機 8 と異なり、マルチバスの影響で希望波が時間とともに勢力をを変えつつ、さらに通信路上において雑音が付加され、その結果を受信しなければならないといった悪環境下において、必ずしも受信電力の大小順位だけでは見分けのつかない希望波を、受信電力順に選択された複数の同期位相で受信信号を逆拡散復調し、さらに復調結果をしかるべき位相合わせして複合することで、データ復調の精度を高めることができる。

30

【0026】  
 【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、データ信号とパイロット信号が伝搬過程でデータ信号と同様に受けるマルチバスやレイリーフェーディングの影響によって生ずる復調軸のずれを、データ信号のごとく情報内容によって時間変化する信号ではなく、一切情報変調されていないために伝搬ノイズの影響がより鮮明なパイロット信号について、逆拡散後に複数シンボル期間にわたって積算することで突発的要因を排除しつつ平均的又は大局部的に検出することができ、また複数シンボル期間にわたって積算した被逆拡散パイロット信号に対して、被逆拡散データ信号は該複数シンボル期間のほぼ 1/2 だけ遅延して乗算するため、パイロット信号を通じた比較的長期にわたるノイズ観測結果を、最も有効な観測期間の中点でデータ信号の復調に活かすことができ、これにより例えば伝搬ノイズによって復調軸が大きくずれるような場合は、平均化によりノイズの影響を軽減さ

8

れたパイロット信号がノイズの多いデータ信号に対する重み付けを低下させることで、データ復調出力からノイズの影響を良好に排除することができ、パイロット信号を同期捕捉又は同期追跡の外にデータ復調に最大限有効活用することができる等の優れた効果を奏する。

【0027】また、本発明は、レーク復調器を、パイロット信号のスライディング相関により電力順位に従って指定される互いに異なる同期位相で逆拡散復調を行う複数の復調回路と、これら複数の復調回路の出力を位相合わせしたのち適宜比で複合して出力するレーク出力複合手段とを設けて構成したので、スライディング相関によつて得られた相関値のなかから最大の相関値を与える位相の拡散符号だけを用いて一義的にデータ信号を復調する従来のSS受信機と異なり、マルチパスの影響で希望波が時間とともに勢力を変えつつ、さらに通信路上において雑音が付加されるような悪環境下において、必ずしも受信電力の大小順位だけでは見分けのつかない希望波を、受信電力順に選択された複数の同期位相で受信信号を逆拡散復調し、さらに復調結果をしかるべき位相合わせして複合することで、データ復調の精度を高めること 20 ができる等の効果を奏する。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のSS受信機の一実施例を示す概略ブロック構成図である。

【図2】図1に示した復調回路の具体的構成を示す回路構成図である。

【図3】図2に示した復調回路による逆拡散復調原理を説明するための図である。

【図4】従来のSS送信機とSS受信機の一例を示す概略ブロック構成図である。

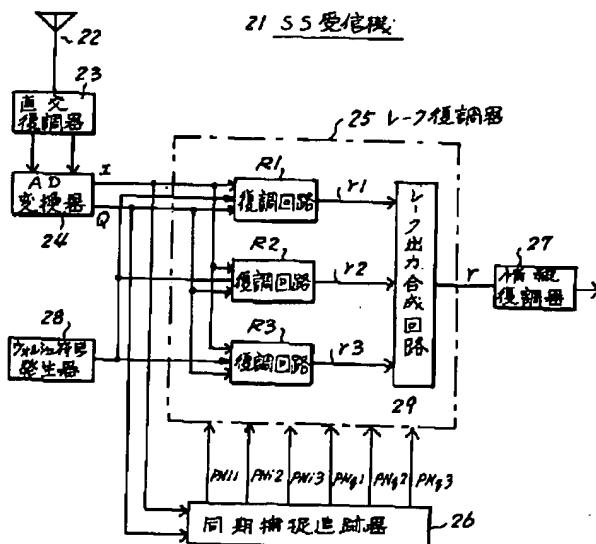
【図5】伝搬路に寄生するレイリーフェージング特性の一例を示す図である。

## 【符号の説明】

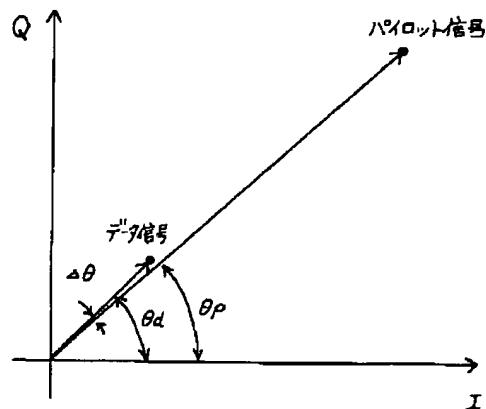
- 21 SS受信機
- 23 直交復調器
- 24 AD変換器
- 25 レーク復調器
- 26 同期捕捉追跡器
- 27 情報復調器
- 28 オルシユ符号発生器
- 29 レーク出力合成回路

R 1～R 3 復調回路

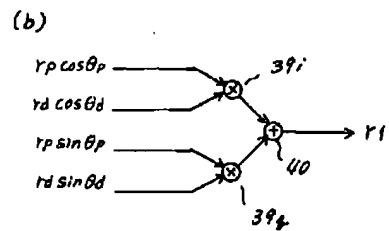
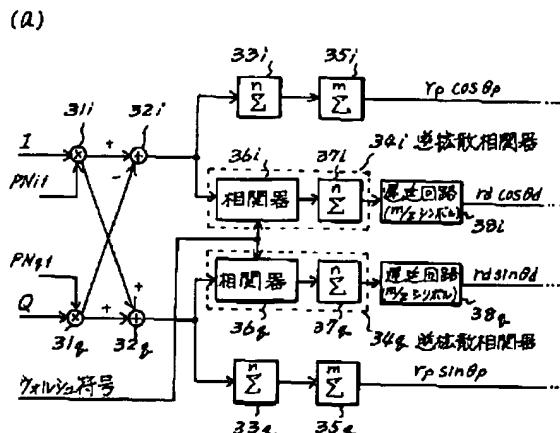
【図1】



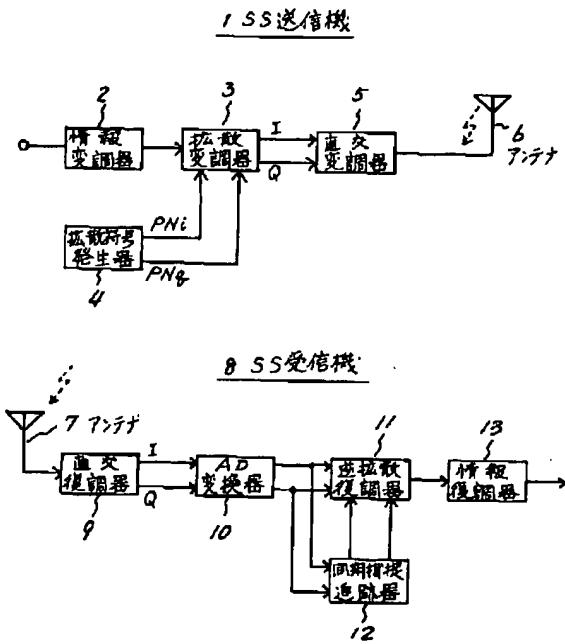
【図3】



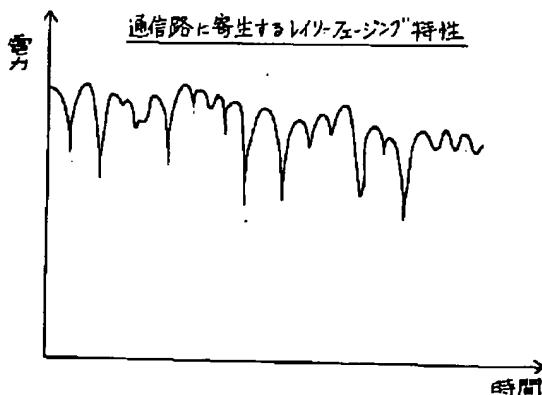
【図2】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(51) Int.Cl. 6

H 04 L 7/00

識別記号

府内整理番号

F I

C

技術表示箇所